

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-135797

(43)Date of publication of application : 23.05.1995

(51)Int.Cl.

H02P 7/63
H02M 7/48

BEST AVAILABLE COPY

(21)Application number : 05-279499

(71)Applicant : KAWABATA TAKAO
MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 09.11.1993

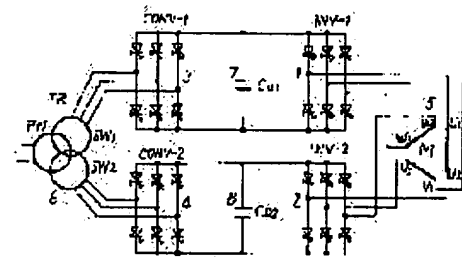
(72)Inventor : KAWABATA TAKAO
KAWAOMO HIDENORI
AKAMATSU MASAHIKO

(54) INVERTER DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain an inverter device having the excellent low-speed characteristic by providing the first and second inverters, which convert the electric powers of the insulated first and second DC power supplies, and connecting an AC motor having the open-delta armature winding between the AC output terminals of the first and second inverters in series.

CONSTITUTION: A high power factor converter(CONV) 1 and a CONV 2 are provided in a three-phase inverter(INV) 1 and an INV 2 using a GTO. As the power supply transformer for the CONVs 1 and 2, a transformer TR 6 having secondary windings SW1 and SW2, is provided. A DC filter capacitors CD1 7 and CD2 8 are provided between the CONVs 1 and 2 and the INVs 1 and 2. The output of the INV 1 is connected to terminals U1, V1 and W1 of the open-delta armature winding of an AC motor M5. Meanwhile, the output of the INV 2 is connected to terminals U2, V2 and Ww. The output voltage commands of the INV 1 and the INV 2 are made to have the same magnitude and have the reverse polarities, and the voltage of twice is supplied into the motor. Therefore, the output voltage becomes cumulative voltage.



LEGAL STATUS

[Date,of request for examination] 18.02.1999

[Date of sending the examiner s decision of rejection] 21.05.2002

[Kind of final disposal of application other than the
examiner s decision of rejection or application
converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3352182

[Date of registration] 20.09.2002

[Number of appeal against examiner s decision of
rejection] 2002-11170[Date of requesting appeal against examiner s decision
of rejection] 20.06.2002

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-135797

(43) 公開日 平成7年(1995)5月23日

(51) IntCl.

識別記号 庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 2 P 7/63

3 0 2 B 9178-5H

H 0 2 M 7/48

D 9181-5H

審査請求 未請求 請求項の数19 OL (全12頁)

(21) 出願番号 特願平5-279499

(22) 出願日 平成5年(1993)11月9日

(71) 出願人 593204568

川畑 隆夫

京都市北区等持院北町56-1

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 川畑 隆夫

京都市北区等持院北町56-1

(72) 発明者 河面 英則

長崎市丸尾町6番14号 三菱電機株式会社

長崎製作所内

(74) 代理人 弁理士 高田 守

最終頁に続く

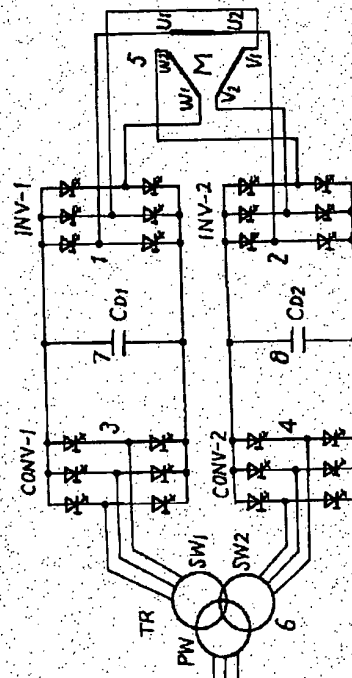
(54) 【発明の名称】 インバータ装置

(57) 【要約】

【目的】 交流電動機駆動用インバータにおいて、相間リアクトルを使わずに2台のインバータの出力を合成して大容量化するとともに、低速トルク特性の優れた、低騒音、小形、経済的で高効率なインバータを得ること。

【構成】 第一のインバータと第二のインバータの直流電源を絶縁された別のものにするか、または二つの直流電源の正負端子をゼロ相リアクトルのような同相電流を抑制するインピーダンスで並列接続するか、あるいは共通の直流電源であるが、2台のインバータの直流入力正負端子の間に同相電流を抑制するリアクトルを設けることによって、インバータ間の直流電源側を通して同相電流が流れないようにし、第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線の交流電動機を直列に接続したものである。

【効果】 波形と制御性が良好で低騒音、高効率のインバータを製作できる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電力を任意の周波数の交流電力に変換し、交流電動機の駆動を行うインバータ装置において、相互に実質的に絶縁された第一と第二の直流電源を設け、上記第一の直流電源の直流電力を交流電力に変換する第一のインバータと、上記第二の直流電源の直流電力を交流電力に変換する第二のインバータを設け、上記第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線の交流電動機を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置。

【請求項2】 直流電力を任意の周波数の交流電力に変換し、交流電動機の駆動を行うインバータ装置において、第一と第二の直流電源を設け、上記第一の直流電源と第二の直流電源の正負端子をリアクトルを通して並列に接続し、上記第一の直流電源の直流電力を交流電力に変換する第一のインバータと、上記第二の直流電源の直流電力を交流電力に変換する第二のインバータを設け、上記第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線の交流電動機を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置。

【請求項3】 直流電力を任意の周波数の交流電力に変換し、交流電動機の駆動を行うインバータ装置において、共通の直流電源を設け、上記共通の直流電源の正負端子の双方からリアクトルを通した後でコンデンサを並列に接続し、上記リアクトルを通る前の直流電力を交流電力に変換する第一のインバータと、上記リアクトルを通った後の直流電力を交流電力に変換する第二のインバータを設け、上記第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線の交流電動機を直列に接続したことを特徴とするインバータ装置。

【請求項4】 第一の直流電源と第二の直流電源の正負端子を並列に接続するインピーダンスとしてゼロ相電流成分に対して高いインピーダンスを有し、第三次のゼロ相電流成分を抑制するゼロ相リアクトルを用いたことを特徴とする請求項2に記載のインバータ装置。

【請求項5】 共通の直流電源の正負端子から第二のインバータの直流コンデンサに接続するリアクトルとしてゼロ相電流成分に対して高いインピーダンスを有し、第三次のゼロ相電流成分を抑制するゼロ相リアクトルを用いたことを特徴とする請求項3に記載のインバータ装置。

【請求項6】 第一と第二のインバータとして3相2レベル電圧形インバータを用いたことを特徴とする請求項1から5に記載のインバータ装置。

【請求項7】 第一と第二のインバータとして3相3レベル電圧形インバータを用いたことを特徴とする請求項1から5に記載のインバータ装置。

【請求項8】 第一のインバータとして3相3レベル電圧形インバータを用い、第二のインバータとして三層2

レベル電圧形インバータを用いたことを特徴とする請求項1から5に記載のインバータ装置。

【請求項9】 第一と第二のインバータの変調方式として交流出力の1周期の間に自己消弧要素子が複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつ、上記第一と第二のインバータのスイッチング周波数を決めるキャリア波の周波数を同一とし、さらに、それらのキャリア波の位相に相互に位相差を持たせたことを特徴とする請求項6または請求項7に記載のインバータ装置。

10 【請求項10】 第一と第二のインバータの変調方式として交流出力の1周期の間に自己消弧要素子が複数回のスイッチングを行う高周波PWMを用い、かつ、上記第一のインバータのスイッチング周波数に対し第二のインバータのスイッチング周波数を高く設定したことを特徴とする請求項6から請求項8に記載のインバータ装置。

【請求項11】 第一と第二の直流電源として第一と第二の高力率コンバータを設け、これらの高力率コンバータの交流電源として絶縁された2つの2次巻線を有する変圧器を設け、その変圧器の一次巻線を商用電源に接続したことを特徴とする請求項1に記載のインバータ装置。

【請求項12】 第一の直流電源として回生の可能なコンバータを設け、第二の直流電源として回生のできない一方コンバータを設け、電動機からの電力回生がある場合は、回生電力を第一の直流電源で処理するようにしたことを特徴とする請求項2と請求項4に記載のインバータ装置。

【請求項13】 第一の直流電源の電圧に対して第二の直流電源の電圧を低く設定し、第一のインバータに対して第二のインバータの容量を小さく設定したことを特徴とする請求項1に記載のインバータ装置。

【請求項14】 第一のインバータと第二のインバータに与える出力電圧指令のベクトルを実質的に同じ大きさで逆極性とし、出力電圧が和動的に電機子巻線に印加されるようにしたことを特徴とする請求項9に記載のインバータ装置。

【請求項15】 第一のインバータと第二のインバータに与える出力電圧指令のベクトルを大きさと方向の何れかまたは両方とも異なるものとし、電動機へ供給する電圧としては両者のベクトル差を利用するようにしたことを特徴とする請求項1から請求項13に記載のインバータ装置。

【請求項16】 第一のインバータと第二のインバータの出力電圧の相電圧には第三次高調波を有するが出力線間電圧には第三次高調波が現れないPWM変調方式にしたことを特徴とする請求項1から請求項15に記載のインバータ装置。

【請求項17】 第一のインバータの出力電流定格より第二のインバータの出力電流定格が小さく設定されており、第二のインバータの出力にトランスを設けてトラン

3
 スの2次側電流定格を第一のインバータの電流定格に合わせてから電機子巻線の一方に接続したことを特徴とする請求項10に記載のインバータ装置。

【請求項18】 交流電動機の励磁分電流 I_d とトルク分電流 I_q の制御回路を設け、その発生する d 軸電圧指令と q 軸電圧指令を第一のインバータと第二のインバータに配分する電圧配分制御回路を設け、配分した後の信号を第一のインバータと第二のインバータの変調回路に与えたことを特徴とする請求項1から請求項15に記載のインバータ装置。

【請求項19】 第一と第二のインバータの直流入力側を相互に並列接続するリアクトルに流れるゼロ相電流の検出装置を設け、ゼロ相電流が少なくなるように第一のインバータと第二のインバータの一方または双方に与える電圧指令のゼロ相成分を制御する制御装置を設けたことを特徴とする請求項2から請求項5に記載のインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、トランジスタやGTOサイリスタなどの自己消弧形素子を用いたインバータのうち、いわゆる多重インバータと呼ばれ、複数台のインバータの出力を合成することにより、出力容量を増大し、さらに出力電圧波形の高調波を少なくする方式のインバータに関するもので、そのうちでも特に誘導電動機や同期電動機などの交流電動機の駆動用インバータに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 GTOを用いた従来の交流電動機駆動用の多重インバータの例を図8の(a)、(b)に示す。同図において簡単化して箱で示したインバータは、図9(a)に示すような通常の3相2レベルインバータである。

【0003】 図8(a)は、直流電源44の電力をGTOを用いた2台の電圧形2レベルインバータ40と41で交流に変換し、その出力を変圧器42、43の二次側で直列に合成した多重インバータである。インバータの出力周波数をゼロから50ヘルツとすれば、GTOのスイッチング周波数を500 Hz程度に選定し、スイッチングのタイミングを決める500 Hzのキャリア波の位相をそれぞれのインバータの間で180度シフトすることにより、出力電圧波形の高調波を少なくする方法がよく用いられる。この場合、優れた出力電圧波形が得られるが、出力周波数が0 Hz近くでは、変圧器の磁束の飽和の影響で十分な出力電圧が得られないので、5 Hz以下程度では十分なトルクを確保することができない。また、この方法では、2つの変圧器が必要であるので、その価格と寸法が問題である。この方法は、インバータの出力電圧を3 kVや6 kVの高圧にして電動機に供給できるという利点があるので、高圧のポンプや送風機駆動用インバータとしてよく

用いられる。しかし、鉄鋼の圧延機駆動などのように0 Hz近辺のトルク制御性能が重要な場合には利用できない。

【0004】 そこで、鉄鋼の圧延機駆動のように0 Hz近辺のトルク制御性能が重要な場合に適した方法として、0 Hz近辺で十分な出力電圧を確保できる多重インバータの方法として近年注目されているのが、図8(b)の回路である。この回路は、例えば文献、「高効率・高調波低減を実現した大容量GTOドライブシステム」日立評論、VOL.75、(1993-5)、31~34頁に発表されているように、活発な研究開発が行なわれている。この回路では、GTOを用いた2台の電圧形3相2レベルインバータ40、41の出力を相間リアクトル45、46、47を用いて合成している。ここでもGTOのスイッチング周波数を500 Hz程度とすれば、キャリア波の位相をインバータの間で180度シフトして、2台のインバータが交互にスイッチングするようにして、出力電圧の高調波を少なくする。この回路では相間リアクトルへ印加される電圧は、キャリア波の位相差に相当する電圧だけで、出力基本波成分は印加されないで、出力周波数が0 Hz近くでもリアクトルの磁束の飽和の恐れはなく、十分な出力電圧が得られる。この方法は優れた出力電圧波形が得られ、また、低周波数領域でも十分なトルクを確保することができる。しかし、この方法では、3つの相間リアクトルが必要であるので、その価格と寸法、損失およびリアクトルに印加されるスイッチング電圧波形による電磁騒音が問題である。しかも相間リアクトルによる並列多重インバータでは、電流のバランスが崩れると、リアクトルが飽和してますます電流バランスが悪化し、運転不能になるので、できるだけGTOなどの回路部品やPWM制御回路など、2台のインバータの特性を描え、その上で電流バランスの制御系を設ける必要があるので、複雑で高価となる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 従来の典型的な交流電動機駆動用多重インバータは以上のように構成されているので、インバータの出力を合成するためにトランスや相間リアクトルなどの大きな電磁機器を必要とする。その結果、その設置場所、効率の低下、電磁騒音及び経済性などの問題があり、数千KW級以上の鉄鋼圧延機駆動用インバータの回路方式としては充分とは言えない。

【0006】 この発明は以上のような問題点を解消するためになされたもので、交流電動機駆動用の大容量インバータにおいて、相間リアクトルを使わずに2台のインバータの出力を合成し、大容量化するとともに優れた出力電圧波形を得ることができ、しかも0 Hz近辺でも十分な出力電圧を出すことができ電動機のトルクを確保でき、しかも、特性の異なる2台のインバータを複雑な制御系なしに多重にできる新しい多重インバータの回路方式を提供し、もって小形、経済的でリアクトルの電磁騒

音がなく、高効率なインバータを得ることを目的とする。

【0007】本発明の多重インバータを構成する1台のインバータとしては、前に図9(a)で示した3相2レベルインバータ50、または図9(b)に示す3レベルインバータ51を用いるので、準備として3レベルインバータの説明をおこなう。同図(b)では逆導通GTOを用いた回路を示している。中性点出力端子を有する直流電源の正極Pと負極Nの間に、順次、スイッチング素子S1、S2、S3、S4を直列接続するとともに、S1とS2の接続点及びS3とS4の接続点がそれぞれダイオードを介して前記直流電源中性点端子に接続されており、S2とS3の接続点が出力端子Uとされたものである。通常の2レベルインバータは正負2つの電圧レベルしか出力できないが、この回路では、次のように3つの電圧レベルを出力することができる。

(a) S1とS2がオンの時： 直流電源の正の電位

(b) S2とS3がオンの時： 直流電源の零の電位

(c) S3とS4がオンの時： 直流電源の負の電位

その結果、この回路を3組設けた3相3レベルインバータは、通常の2レベルインバータと比較して、出力電圧の高調波を少なくすることが出来る。

【0008】上記の回路図では逆導通GTOを用いているが、逆導通GTOとは通常のGTOと逆並列ダイオードを一枚のシリコンウエファァーの上に一体化した電力半導体素子で、図示の記号で示される。他の種類の電力半導体素子、例えば逆阻止GTOまたはIGBTと逆並列ダイオードを用いてもよいことは言うまでもない。図9の3レベルインバータと2レベルインバータは、何れも3相電圧形インバータであるので、適宜簡略化して、図10に示すような箱で示す。同図(a)は一般的な電圧形インバータ、(b)はGTOインバータ、(c)はIGBTインバータを表わす。同様に(d)はダイオードによる3相ブリッジ回路、(e)はサイリスタによる3相ブリッジ回路である。3レベルインバータでは直流電源の中性点端子が必要であるが、中性点を作るコンデンサもインバータの中に含まれると考え、適宜中性点の図示は省略し、まとめて3相電圧形インバータとして図10のような一つの箱で代表する。

【0009】

【課題を解決するための手段】この発明の請求項1に係る交流電動機の駆動用インバータは、相互に絶縁された第一と第二の直流電源を設け、第一の直流電源の電力を交流に変換する第一のインバータと、第二の直流電源の電力を交流に変換する第二のインバータを設け、第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタの電機子巻線の交流電動機を直列に接続したものである。

【0010】請求項2と請求項4に係るインバータは、第一の直流電源と第二の直流電源の正負端子をゼロ

相電圧成分に対して高いインピーダンスを有し第三次のゼロ相電流成分を抑制するインピーダンス、特にゼロ相リアクトルを通して並列に接続し、第一の直流電源の電力を交流に変換する第一のインバータと、第二の直流電源の電力を交流に変換する第二のインバータを設け、第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタの電機子巻線の交流電動機を直列に接続したものである。

【0011】請求項3と請求項5に係るインバータは、直流電源は共通とし、共通の直流電源の正負双方の端子から第三次のゼロ相電流成分を抑制するリアクトル、特にゼロ相リアクトルを通して第二のインバータの直流電源を取るようし、リアクトルを通る前の直流電力を交流電力に変換する第一のインバータと、リアクトルを通った後の直流電力を交流電力に変換する第二のインバータを設け、第一のインバータと第二のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線の交流電動機を直列に接続したものである。また、請求項19に係るインバータは、請求項2、3、4、5において、第一と第二のインバータの直流入力側を相互に並列接続するリアクトルに流れるゼロ相電流の検出装置を設け、ゼロ相電流が少なくなるように第一のインバータと第二のインバータの一方または双方に与える電圧指令のゼロ相成分を制御する制御装置を設けたものである。

【0012】請求項6に係るものは、第一と第二のインバータとして3相2レベルインバータを用い、これら二台のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線の交流電動機を直列に接続した回路構成のものである。また、請求項7に係るものは、第一と第二のインバータとして3相3レベルインバータを用い、これら二台のインバータの交流出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線を直列に接続した回路構成のものである。さらに、請求項8に係るものは、請求項1の第一のインバータとして3相3レベルインバータを用い、第二のインバータとして3相2レベルインバータを用い、これら異なるタイプのインバータの出力をオープンデルタ電機子巻線を直列に接続した回路構成のものである。

【0013】請求項9に係るものは、第一と第二のインバータとして交流出力の一周期の間に自己消弧形素子が複数回のスイッチングを行う同一設計の3相PWM電圧形インバータを用い、これら二台のインバータの出力端子の間にオープンデルタ電機子巻線を直列に接続し、かつ、第一と第二のインバータのスイッチングを決めるキャリア波野周波数を同一とし、それらのキャリア波に位相差を持たせ、出力電圧の高調波を減少させた回路構成のものである。

【0014】請求項10に係るものは、第一と第二のインバータとして交流出力の一周期の間に自己消弧形素子が複数回のスイッチングを行う3相PWM電圧形インバータを用い、かつ、上記第一のインバータはスイッチン

グ周波数が低いインバータで、第二のインバータはスイッチング周波数の高いインバータとした回路構成のものである。

【0015】請求項11に係わるものは、第一と第二の直流電源として二台の高効率コンバータを設け、これらの高効率コンバータの交流電源として絶縁された2つの2次巻線を有する変圧器を設けたものである。

【0016】請求項12に係わるものは、第一の直流電源として回生の可能なコンバータを設け、第二の直流電源として回生のできない一方方向コンバータを設け、電動機からの電力回生がある場合は、第二のインバータの回生電力をリアクトルを通して第一の直流電源で受け、商用電源に回生するようにしたものである。

【0017】請求項13に係わるものは、第一の直流電源の電圧に対して第二の直流電源の電圧を低く設定し、第一のインバータに対して第二のインバータの容量を小さく設定した回路構成のものである。

【0018】請求項14に係わるものは、第一のインバータと第二のインバータを同一設計のものとし、それらに与える出力電圧指令のベクトルを実質的に同じ大きさで逆極性として、出力電圧が和動的になるようにし、二台のインバータが電動機電圧を半分づつ分担するようにした回路構成のものである。請求項15に係わるものは、第一のインバータと第二のインバータに与える出力電圧指令のベクトルを大きさや方向の何れかまたは両方とも異なるものとし、電動機に与える電圧としては、両者のベクトル差を利用するようにした回路構成のものである。

【0019】請求項16に係わるものは、第一のインバータと第二のインバータの出力電圧の相電圧には第三次高調波を有するが、出力線間電圧には第三次高調波が現れないPWM変調方式とし、インバータの出力利用率を向上した回路構成のものである。

【0020】請求項17に係わるものは、第二のインバータの出力電流定格が小さく設定されており、その出力にトランスを設けてトランスの2次側電流定格を第一のインバータの電流定格に合わせてから電動機に供給することにより、異なる電流定格のインバータの組合せを可能にしたものである。なお、低周波数運転時にトランスの飽和の恐れがあるが、低周波数では全て第一のインバータに基本波電圧を持たせるように制御したものである。

【0021】請求項18に係わるものは、電動機に与える電圧のd軸成分とq軸成分を決める制御回路を設け、2台のインバータの電圧分担をdq軸の上で配分し、2台のインバータの有効電力と無効電力の分担を自由に指令できるようにしたものである。請求項19に係わるものは、第一と第二のインバータの直流入力側を相互に並列接続するリアクトルに流れるゼロ相電流の検出装置を設け、ゼロ相電流が少なくなるように第一のインバータ

と第二のインバータに与える電圧指令のゼロ相成分を制御する制御装置を設けたものである。

【0022】

【作用】本発明のインバータは、図1に示すように、2台の3相ブリッジインバータの出力を合成するために、電動機の電機子巻線をオープンデルタとし、その端子U₁、V₁、W₁側に第一のインバータを接続し、U₂、V₂、W₂側に第二のインバータを接続する構成である。この構成は直流電源が二つある点を除くと、図11に示す無停電電源装置などの回路と類似している。図11は単相ブリッジインバータ20、21、22の出力を単相トランス23、24、25の2次でスター接続し、出力電圧の第3次高調波を除去したものである。図11は、描き直せば、3相ブリッジインバータ2台と同じである。しかし、この構成は次の問題があるので電動機駆動には用いられなかった。即ち、充分パルス数の多い理想的なPWM単相インバータで出力可能な正弦波電圧の波高値はその直流電源電圧が限度であるので、出力実効値は、 E_0 を直流電源電圧として $E_{0\text{eff}} = E_0 / 1.414$ である。ところが図12(a)に示すように、インバータに与える電圧指令に約16パーセントの第三高調波を加えることにより、電圧指令の波高値を16パーセント低くすることができ、その結果、電圧指令の基本波成分を16パーセント高くしても電圧飽和しないので、インバータの利用率を向上することができる。16パーセントは、経済設計には貴重な値であるので、3相インバータでは第三高調波重畳は不可欠な設計手法となっている。これを採用すると、各相のインバータの出力電圧に含まれる第三高調波の位相が同じとなるので、図11のようにトランスの2次巻線をスターにすれば、出力には第三高調波は現れない。しかし、出力トランスを通常の3相3脚鉄心にする、各相の脚に発生する第三高調波の起磁力が同相となる。この同相起磁力は大きな漏洩磁束を発生し、周辺の構造物に渦電流を流したり、騒音を発生するなどの不具合を生じる。そこで図11では、3つの単相トランスを用いる設計、あるいは3相5脚鉄心とし2つの脚を第三高調波磁束の通路とする設計が一般に行なわれている。しかし、電動機では第三高調波磁束の通路を設ける設計は不可能であり、オープンデルタ電機子巻線と単相ブリッジインバータ3台、即ち三相ブリッジインバータ2台を組み合わせる回路は採用できないのである。

【0023】電動機駆動に用いる通常の3相ブリッジインバータでは、利用率向上のために図12(b)に示すように第三高調波を各相の指令に加えたり、または2相変調法のようなもとともゼロ相電圧成分の多い変調を用いても、それは出力線間には現れない。しかし、出力電圧は第三次高調波を含む大きな同相電圧成分を含んでいる。したがって、2台の3相ブリッジインバータの間にオープンデルタ負荷を接続すれば、両者の直流電源が共通であれば、2台のゼロ相電圧成分は和動になって、大

きな同相電流成分が電機子巻線に流れるので、運転不能になるのである。

【0024】本発明の第一の提案は、図1に示すように、第一の3相インバータと第二の3相インバータの直流電源を完全に分離することにより、両者の間で第三高調波などの同相電流成分が流れ得ないようにすることにより、上記の問題を解決するものである。本発明の次の提案は、図4に示すように、第一のインバータと第二のインバータの直流電源をゼロ相リアクトルのような第三次同相電流に対してインピーダンスの高いもので並列接続することにより、第三高調波などの同相電流成分を支障の無い範囲に抑制し、同時に二つの直流電源の間で電力の融通を可能にするものである。この方式は再生電力の少ない用途で直流電源の経済設計を実現するものである。本発明の第三の提案は、図5に示すように共通の直流電源から第一のインバータと第二のインバータの直流電源を取るが、共通の直流電源の正負双方の端子から少なくとも一方のインバータの直流コンデンサの間に、ゼロ相リアクトルまたは充分大きなインダクタンス値の直

【0025】

【実施例】

実施例1. 本発明の第一の実施例を図1に示す。これはGTOを用いた2台の3相インバータ、INV-1 1とINV-2 2のそれぞれに高力率コンバータCONV-1 3とCONV-2 4を設け、これらの高力率コンバータの電源トランスとして二つの2次巻線SW₁とSW₂を有するトランスTR 6を設けている。コンバータとインバータの間には直流フィルタコンデンサC₀₁ 7とC₀₂ 8がある。INV-1の出力は交流電動機M 5のオープンデルタ電機子巻線のU₁, V₁, W₁端子に接続され、一方INV-2の出力はU₂, V₂, W₂端子に接続されている。この例では2台のインバータは同一設計である。INV-1とINV-2の出力電圧指令を同じ大きさで逆極性にし、電動機には2倍の電圧が供給される。ここでインバータINV-1とINV-2は、2レベルインバータでも3レベルインバータでもよい。インバータ、コンバータともに3レベルインバータを採用する場合は、直流コンデンサは共通とし、正側と負側に分け、中間端子をクランプ回路に使う。また、コンバータは、一方または双方が可逆または非可逆のサイリスタコンバータやダイオードコンバータであってもよい。

【0026】次に本発明の出力合成の原理を説明する。まず、同じ設計のインバータを用いたものについて説明すると、第一のインバータの出力電圧指令が

$E_{1*} = (E_{11}, E_{12}, E_{13})$ とすれば、第二のインバータの出力電圧指令は

$E_{2*} = (-E_{11}, -E_{12}, -E_{13})$ とする。

その結果、交流電動機に印加される電圧は、

$$\begin{aligned} E_v &= E_{1*} - E_{2*} = (E_{11}, E_{12}, E_{13}) - (-E_{11}, -E_{12}, -E_{13}) \\ &= (2E_{11}, 2E_{12}, 2E_{13}) \end{aligned}$$

となり、2倍の電圧が電機子巻線に供給される。異なるタイプのインバータを用いた場合について説明すると、

第一の3レベルインバータの出力電圧指令が $E_{1*} = (E_{11}, E_{12}, E_{13})$ とすれば、第二の2レベルインバータの出力電圧指令は、 $1 > k > 0$ として、

$E_{2*} = (-kE_{11}, -kE_{12}, -kE_{13})$ とする。

その結果、交流電動機に印加される電圧は、

$$\begin{aligned} E_v &= E_{1*} - E_{2*} = (E_{11}, E_{12}, E_{13}) - (-kE_{11}, -kE_{12}, -kE_{13}) \\ &= ((1+k)E_{11}, (1+k)E_{12}, (1+k)E_{13}) \end{aligned}$$

となり、2台の出力電圧の分担は1:kで、和動的に電動機に供給される。これを図にしたものが図7(a)でインバータに与える空間電圧ベクトル指令が逆極性で大きさが異なることを示している。インバータをスター結線の電源として説明したものが図7(b)で、第一のインバータの各相電圧と第二のインバータのそれとが直列接続関係になっていることが同図から分かる。両者の電圧指令を逆極性にすれば、出力電圧が和動になることが容易にわかる。また、第3次高調波電圧の同相成分が相電圧に存在しても電流が流れないことも理解できる。

【0027】実施例2. 次に図6に示す本発明の制御回路の例を説明する。ベクトル制御の方式は通常の滑り周波数制御方式であるので、詳細は述べないが、パルス式速度計PG11から得られる速度信号 n_r と速度指令回路118の指令 n_r^* との差が速度制御回路117に与えられ、速度制御117からは、トルク分電流指令 i_{d*} がq軸電流制御113に与えられる。また、速度に応じて励磁分電流指令 i_{q*} が励磁電流指令制御回路116からd軸電流制御112に与えられる。d, q軸の電流制御回路112, 113は、3相/dq変換回路114で電機子電流を3相からdq軸に変換して得られた帰還信号 i_d, i_q が上記電流指令に一致するように、インバータへのdq軸電圧指令 E_{d*}, E_{q*} を作る。この電圧指令を電圧配分制御回路111がINV-1 1とINV-2 2に通常は半分ずつ割り振る。一方、速度制御回路の信号に基づきすべり周波数設定器115で必要なトルクに見合う滑り周波数 f_s を決め、これは電動機速度に対応したパルス周波数 f_r と加算されてインバータの出力周波数を決める周波数信号 $f = f_r + f_s$ としてカウンタ110に送られる。カウンタは12ビット程度のカウンタである。カウンタ数に応じてリードオンリーメモリにsinとcosの50波形を記録した波形メモリ109を読み、カウンタの一巡

で一周期の \sin , \cos が得られる。この基準波形を用いて第一と第二のインバータの dq 軸の電圧指令を $dq/3$ 相座標変換106, 107 で3相に変換し、PWM回路102, 103 に与えている。また、第三調波発生回路119 は、第三調波の \sin 波形を記録した波形メモリで、出力電圧の利用効率を向上するための第三調波をカウント数に応じて発生し、PWM-1とPWM-2に加える。一方、発振器108 は変調キャリアをキャリア波-1104 とキャリア波-2105で作るため、クロックを発生する。ここではキャリア波-1とキャリア波-2が180度の位相差を持つようにし、INV-1とINV-2のスイッチングが交互に行なわれるようにし、出力波形を改善させている。上記のようにして得られたインバータの電圧指令はPWM-1とPWM-2に与えられ、ゲート回路100, 101 を通してインバータを駆動する。上記の例で分かるように本発明の制御回路は、1台のインバータの場合のそれと比較してゲート回路101, PWM回路103, キャリア波回路105, $dq/3$ 相変換回路107 が余分に必要だけで、比較的簡単である。しかも前向き

のフィードフォワード制御であるので、制御遅れなどの問題がなく、容易に性能を発揮すると言う特徴がある。

【0028】実施例3. 図3の回路は、例えば、第一のインバータINV-1 1がスイッチング周波数が500 HzのGTOインバータで、第二のインバータINV-2 2がスイッチング周波数が5 kHzのIGBTインバータである場合に、GTOインバータの高調波電圧をIGBTインバータでキャンセルし、電動機5に高調波歪の少ない電圧を供給する構成である。GTOインバータの発生する電圧歪は波歪の少ない電圧を供給する構成である。GTOインバータの発生する電圧歪は

〔電圧歪〕=〔出力電圧瞬時値〕-〔電圧指令値〕

である。従って、電圧配分制御回路111 からINV-1 に与えられる電圧指令を座標変換106 で dq 軸から3相に変換した指令値から電圧検出回路120 で求めたINV-1の出力電圧を引いて〔電圧歪〕の信号を求める。次にその信号をフィルタ123 を通し、IGBTインバータ2が追従できない高周波成分を除去してから補償信号としてPWM-2103 へ与える。一方、IGBTインバータには電圧配分制御回路111 から座標変換107 を通して基本波電圧指令が与えられているので、それに上記の補償信号を加え、IGBTインバータのPWM-2の電圧指令とする。IGBTインバータはGTOインバータに対して10~20%の容量で充分であるが、同じ電流定格が必要であるので、出力にトランスTR10を設け、電流定格を合わせている。出力周波数が5 Hz程度以下ではトランスの飽和を避けるため、GTOインバータが基本波出力を出力し、IGBTインバータは高調波補償のみを行なうように電圧配分制御回路で配分する。なお、121 は便宜上、ベクトル制御の主要ブロックをまとめて簡略化したものである。

【0029】実施例4. 次に図4の回路により、第一の直流電源3と第二の直流電源4の間を絶縁せず、電力の相互融通が可能な方式を説明する。この例では第一の直流電源は高効率コンバータで、第二のそれはサイリスタコンバータである。この例では、INV-1 1とINV-2 2は同一設計で、同じ出力電圧で運転する。二つの直流電源の間を3次の同相電流を抑制するようにゼロ相リアクトル9で並列に接続している。力行運転時は、CONV-1 3はINV-1 1の電力を持ち、CONV-2 4はINV-2 2の電力を持つ。そのために二つのコンバータは同じ出力電圧指令とし、しかもCONV-1にはINV-1の、CONV-2にはINV-2の直流電流を電流指令としてフィードフォワードする。しかし、回生時はCONV-2は回生できないので、電流をゼロとし、INV-2の電力も合わせCONV-1で回生する。この場合にゼロ相リアクトルに流れる直流電流は往復でキャンセルするので、ゼロ相リアクトルの動作は問題ない。両者のインバータ出力電圧のゼロ相成分は第3次高調波電圧が主で、上記のゼロ相リアクトルに吸収されるが、インバータのGTO素子特性のばらつきなどで直流電圧成分や不規則に変化する低い周波数成分が少し発生するので、それによるゼロ相電流を抑制するために、ホール素子を用いたゼロ相CT15とゼロ相電流検出回路128 を設け、ゼロ相電圧制御回路129 でINV-1とINV-2のPWM回路102, 103 へ与える電圧指令を差動的に制御し、ゼロ相電流の低い周波数成分を抑制している。なお、この回路でゼロ相電流はホールCTによらず、インバータの交流側で3相の電流の和として求めてもよい。

【0030】次に、本発明の特殊な使い方として、インバータに与える空間電圧ベクトル指令が逆極性ではなく、大きさも方向も異なる場合について説明する。便宜上、第二のインバータの電圧指令は逆極性を正に取れば、二台のインバータの出力電圧のベクトル和 $E_1^* + E_2^*$ が電動機に供給される。第一のインバータの出力電圧指令を $E_1^* = (E_{v1}, E_{v1}, E_{v1})$ とし、第二のインバータは出力電圧指令を $E_2^* = (E_{v2}, E_{v2}, E_{v2})$ とする。この場合、交流電動機に印加される電圧は、

$$E_v = E_1^* + E_2^* = (E_{v1}, E_{v1}, E_{v1}) + (E_{v2}, E_{v2}, E_{v2}) \\ = (E_{v1} + E_{v2}, E_{v1} + E_{v2}, E_{v1} + E_{v2})$$

となる。

【0031】この方法は二台のインバータが同じ設計でも異なる設計のものであっても、利用することができる。例えば、図3の実施例で説明した方式で、第二のインバータの直流電源はコンバータがなく、コンデンサのみとし、高調波補償のみとする使い方が可能である。そのためには電圧配分制御回路111 から第二のインバータに与える指令をゼロにすればよい。他の例では、変調方

13

式によっては出力電圧歪が多くなるとが、GTOの最小パルス巾の制約などで、低周波数のゼロ電圧近辺の電圧が出力し難い場合に、各々のインバータはゼロ電圧を出力せずに電動機にゼロ電圧を供給することができる。また、3レベルインバータでは変調法によっては、0Hz近辺で低い電圧を出力するときに特定のインバータアームの電流通電時間が長くなり、特定の素子に無理がかかることがあるが、上記の方法を利用して、二台のインバータに共通のバイアス信号として、数ヘルツの適当な大きさの信号を与えて両者の差として0Hz近辺の低電圧を出力し、電流集中を避けることが可能となる。

【0032】本発明の図1の回路では、直流電源側を完全に分離しているため、インバータの利用率を上げるために、第3次高調波成分の多い変調法を用いても全く電機子巻線電流には影響しない。本発明のこの回路の最大の特徴は、2台のインバータの出力が相間リアクトルのような余分なものを使わずに、また電流や電圧のバランス制御などなしに、自然に合成されることである。従って相間リアクトルの電磁騒音や、損失、設置場所などの問題が解消される。また、相間リアクトル方式では、電流が2倍になるので、大形電動機では大電流過ぎて不利であるが、本発明の方式では、電圧が2倍になるので、電動機設計が有利となる。また、出力電圧波形を改善するために、INV-1とINV-2のキャリア波の位相をずらせ、等価スイッチング周波数を2倍にする方式は、相間リアクトル方式では、キャリア位相差に相当する電圧がリアクトルに印加され、大きな騒音の原因になる。しかし、本発明の方式では合成されて波形改善された電圧が電動機に与えられるので好都合である。

【0033】通常の使い方は、2台のインバータに半分づつ電圧分担させるが、電圧分担を変えても何ら支障はない。従って、INV-1とINV-2を同じ設計にせず、図2に示すように第一のインバータ1を3レベルインバータとし、第二のインバータ2を2レベルインバータとすることも可能である。同じGTOを用いた3レベルインバータは、2レベルインバータの2倍の電圧が得られるので、両者を組み合わせることにより、2レベルインバータの3倍の容量が得られる。また、3レベルインバータ2台で本発明の回路にすれば、4倍の容量になる。これらを組み合わせることにより、容量比が1:2:3:4の製品系列が構成でき、種々の大きさの電動機に対応できる。

【0034】従来から、一つのインバータシステムには一つの直流電源という設計が通常であり、2つの独立した直流電源を設けることは無意味なものとして発想されなかったようである。本発明の2電源方式は、一見不経済に見えるが、GTOの1素子並列では製作困難な大容量電動機駆動システムを設計する場合、直流電源容量が2台のコンバータを必要とするので、好都合なのである。

14

【0035】なお、本発明になるインバータ装置の用途は、鉄鋼圧延機用の誘導電動機や同期電動機のGTOインバータによるベクトル制御が代表的なものであるが、それ以外にも、電気推進船舶の電動機駆動、電気機関車などが考えられる。また、周波数制御によるポンプや送風機の駆動用や、高速エレベータの数百kWのIGBTインバータにも適している。さらに複数の電動機駆動にも電動機をオープンデルタにすれば適用できる。

【0036】

【発明の効果】この発明に係る交流電動機駆動用多重インバータ装置は、出力電圧をオープンデルタ電機子巻線で直列に合成し、その場合に生じる同相の第三次電流を抑制する直流電源の構成としたので、全く異なる仕様のインバータの出力を自由に合成することができ、下記のような多くの利点を提供する。

(1)相間リアクトルが不要で、電動機の巻線で直接、2台のインバータの出力を合成できる。その結果、相間リアクトルの電磁騒音や、損失、設置場所などの問題が解消される。また、電圧を上げて大容量にすることは電動機にとって好都合である。しかも、零ヘルツまで充分なトルクが確保でき、また、第3次高調波電圧の重畳による利用率向上は問題なく可能である。

【0037】(2)キャリア波の位相をずらせ、電圧波形を改善する方式は、本発明では、合成された後の改善された電圧が直接電動機に与えられるので、本質的に騒音の原因が軽減されている。

(3)異なる仕様のインバータを多量にできるので、設計の自由度が大きい。特に請求項1のものでは、出力電流定格さえ同じであれば、異なる直流電圧のインバータを組合せることができるので、種々の容量の製品系列を容易に構成できる。

【0038】(4)負荷分担のバランスは電圧指令だけでフィードフォワード的に自由に制御でき、複雑な制御系は不要である。

(5)請求項2の2台の直流電源の間をゼロ相リアクトルで並列接続したものでは、回生電力の少ない用途において、第二のコンバータは一方向でよいので、経済的なシステムを構成できる。

(6)共通の1台の直流電源とした請求項3のものでは、やや小容量のインバータでコンバータ容量が1台で充分の場合に、経済的なシステムを構成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明によるインバータ装置の第1の実施例を示す回路図である。

【図2】この発明によるインバータ装置の第1の実施例において、第一のインバータを3レベルインバータとし、第二のインバータを2レベルインバータとした回路図である。

【図3】この発明によるインバータ装置の第1の実施例において、第一のインバータをGTOインバータとし、

第二のインバータをIGBTインバータとした回路図である。

【図4】この発明によるインバータ装置の第2の実施例を示す回路図である。

【図5】この発明によるインバータ装置の第3の実施例を示す回路図である。

【図6】この発明によるインバータ装置の制御回路の一実施例を示す回路図である。

【図7】本発明の原理を説明する図で、図(a)は、第一と第二のインバータの出力電圧 E_1 と E_2 を空間電圧ベクトルで示した図であり、図(b)は、スター接続の3相電源として表現された二つのインバータと負荷の関係を示す図である。

【図8】大容量交流電動機駆動用インバータとして従来から使われている代表的な多重インバータの回路図である。

【図9】本発明の多重インバータの構成要素として使われる3相2レベルインバータと3レベルインバータの回路図である。

【図10】各種の3相インバータやコンバータを簡略化して図示するためのブロック図の説明図である。

【図11】無停電電源装置などで使われる3つの单相ブリッジを用いたインバータシステムの回路図である。

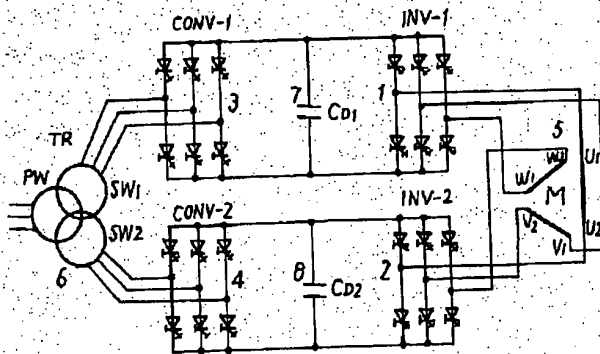
【図12】同図(a)は、相電圧に16パーセントの第三高調波を重畳させることにより、相電圧の波高値が低くなることを説明する図である。同図(b)は、図(a)のように第3次高調波を重畳したインバータを用いて3相インバータを構成すれば、線間電圧 $E_{\phi\phi}$ は正弦波となることを例示した図である。

【符号の説明】

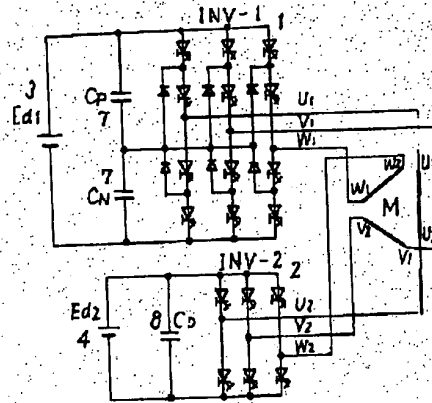
- 1 第一のインバータ
- 2 第二のインバータ
- 3 直流電源または直流電源となるコンバータ
- 4 直流電源または直流電源となるコンバータ
- 5 交流電動機
- 6 電源トランス
- 7 直流フィルタコンデンサ
- 8 直流フィルタコンデンサ
- 9 ゼロ相リアクトル
- 10 インバータの出力トランス
- 11 電動機の速度を検出するパルスジェネレータ
- 15 ホール素子などを用いたゼロ相電流検出回路
- 20 单相ブリッジインバータ
- 21 单相ブリッジインバータ
- 22 单相ブリッジインバータ
- 23 单相トランス3台または5脚鉄心の3相トランスが一台
- 24 单相トランス3台または5脚鉄心の3相トランスが一台
- 25 单相トランス3台または5脚鉄心の3相トランスが

- 一台
- 26 出力フィルタコンデンサ
- 27 出力フィルタコンデンサ
- 28 出力フィルタコンデンサ
- 29 直流電源
- 40 3相電圧形インバータ
- 41 3相電圧形インバータ
- 42 多重トランス
- 43 多重トランス
- 44 直流電源
- 45 相間リアクトル
- 46 相間リアクトル
- 47 相間リアクトル
- 50 2レベルインバータ
- 51 3レベルインバータ
- 100 ゲート回路
- 101 ゲート回路
- 102 PWM回路
- 103 PWM回路
- 104 キャリア波発生回路
- 105 キャリア波発生回路
- 106 d q軸から3相への座標変換回路
- 107 d q軸から3相への座標変換回路
- 108 パルス発振器
- 109 正弦波と余弦波の発生回路
- 110 カウンタ
- 111 電圧指令を第一と第二のインバータに配分する回路
- 112 d軸電流の制御回路
- 113 q軸電流の制御回路
- 114 3相からd q軸への座標変換回路
- 115 すべり周波数設定回路
- 116 励磁電流の指令を決める回路
- 117 速度制御を行なう回路
- 118 速度指令を決める回路
- 119 インバータの利用効率向上のための第三調波発生回路
- 120 3相の電圧検出回路
- 121 上記の112 から118 など、ベクトル制御の主要ブロックをまとめて簡略化し、一つのブロックに表現したもの
- 123 高周波成分を除くフィルタ回路
- 128 ホールCTの出力からゼロ相電流を検出する回路
- 129 インバータのゼロ相電圧制御信号を発生する回路
- 130 インバータのPWM回路へ与える電圧指令を発生する機能を簡略して表現したもの。図6の106と107の出力に相当する。
- 131 インバータのPWM回路へ与える電圧指令を発生する機能を簡略して表現したもの。図6の106と107の出力に相当する。

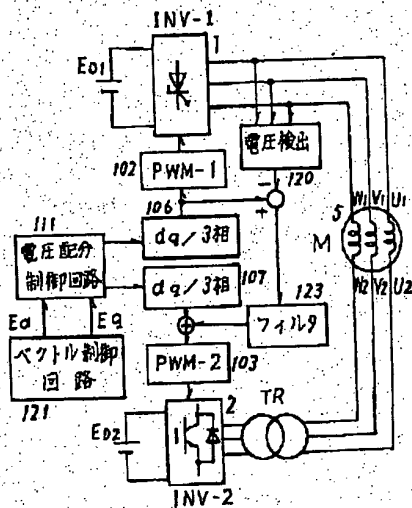
【図1】



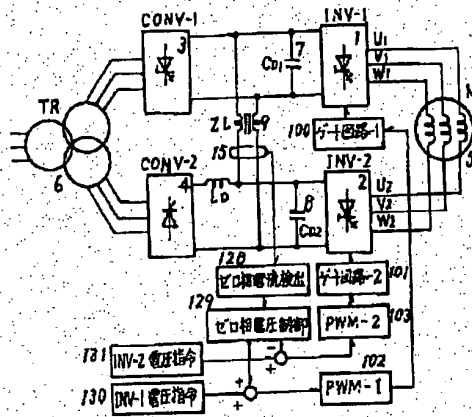
【図2】



【図3】

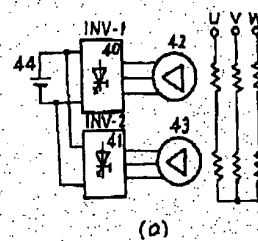
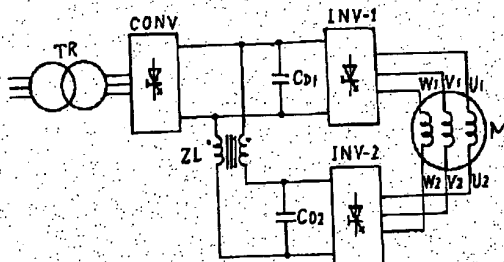


【図4】

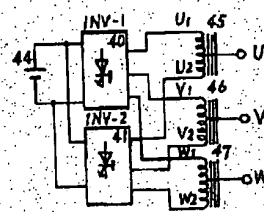


【図8】

【図5】

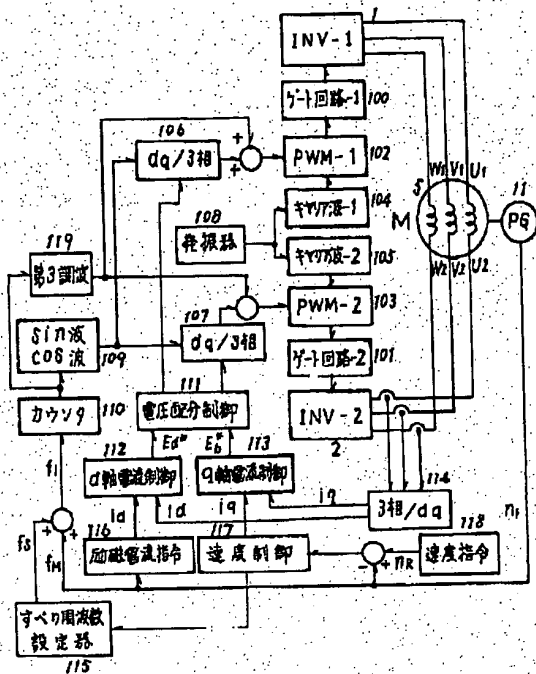


(a)

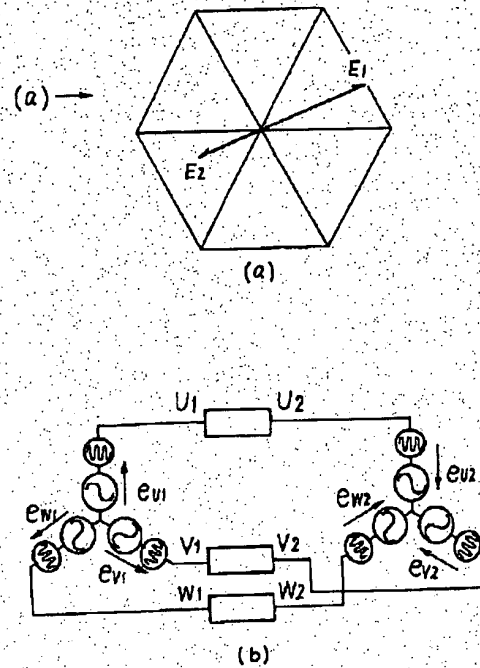


(b)

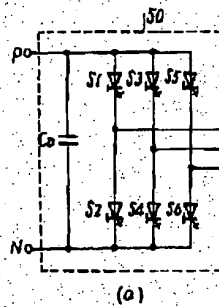
【図6】



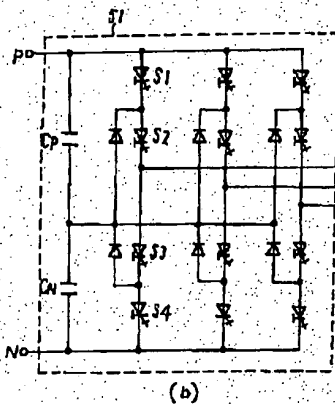
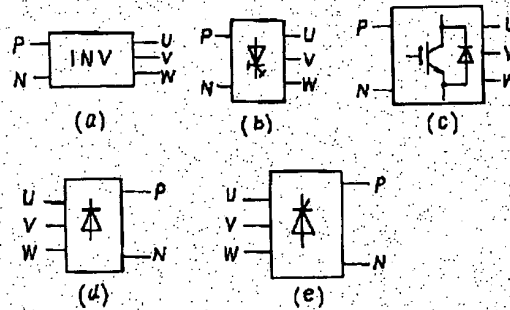
【図7】



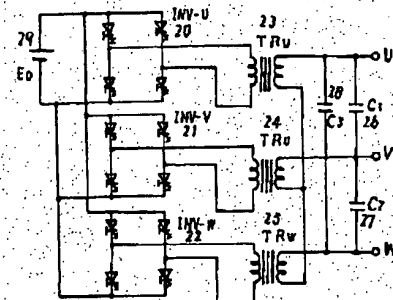
【図9】



【図10】



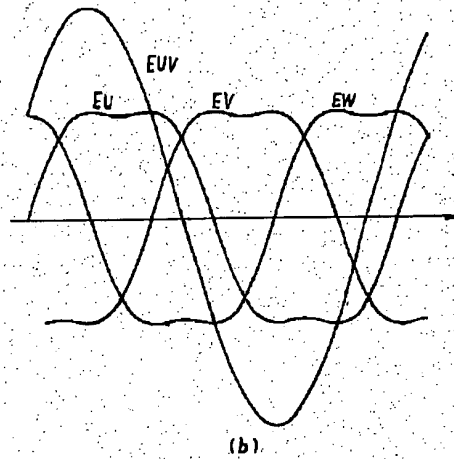
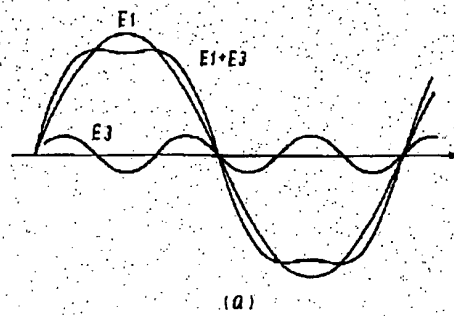
【図11】



(12)

特開平7-135797

【図12】



フロントページの続き

(72)発明者 赤松 昌彦
尼崎市塚口本町8丁目1番1号 三菱電機
株式会社産業システム研究所内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.